

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-331124

(43)公開日 平成11年(1999)11月30日

(51) Int.Cl.<sup>8</sup>

H04J 13/04

識別記号

FI

H O 4 J 13/00

**G**

審査請求 未請求 請求項の数 8 FD (全 11 頁)

(21)出願番号 特願平10-145185

(22)出願日 平成10年(1998)5月12日

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 本田 尚一郎

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 松下通信工業株式会社内

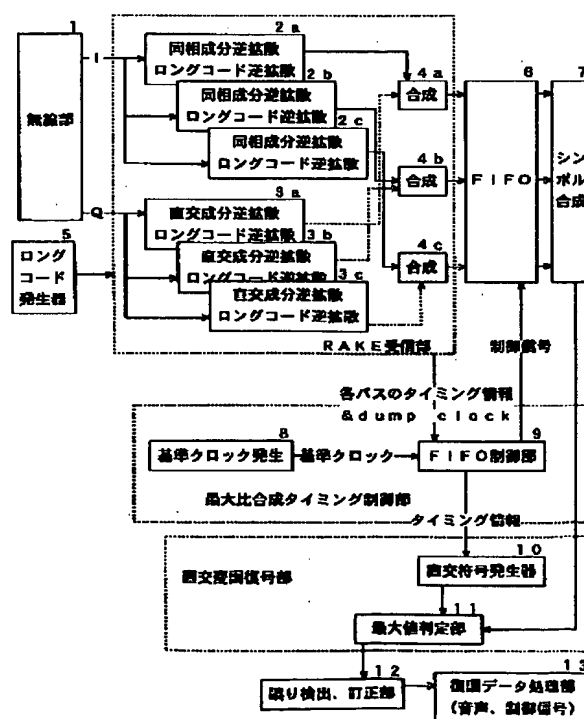
(74) 代理人 弁理士 役 昌明 (外3名)

(54) 【発明の名称】 CDMA方式通信機

(57) 【要約】

【課題】 簡単な構成により数シンボル周期にわたる遅延パスを、位相ずれなく合成することができるCDMA方式通信機を提供する。

【解決手段】 マルチパスを通じて受信した信号を逆拡散処理して各パス毎の受信シンボルを出力する RAKE 受信部 2a~2c、3a~3c、4a~4c と、各パスの受信シンボルを合成するシンボル合成部 7 と、合成されたシンボルを復号する直交変調復号部 10、11 とを備える CDMA 方式通信機において、RAKE 受信部から出力される各パス毎の受信シンボルを格納する複数のバッファ 6 と、各バッファの書き込み及び読み出しアドレスとを制御するバッファ制御部 8、9 とを設け、このバッファ制御部が、RAKE 受信部より得られる各パス毎の逆拡散処理のタイミング情報に基づいて、各バッファの出力間の位相ずれが生じないように読み出しアドレスを指定するようにしている。各パス毎の RAKE 受信出力信号を、位相ずれを生じること無く、合成することができる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 マルチパスを通じて受信した信号を逆拡散処理して各パス毎の受信シンボルを出力する RAKE 受信部と、各パスの受信シンボルを合成するシンボル合成部と、合成されたシンボルを復号する直交変調復号部とを備える CDMA 方式通信機において、

前記 RAKE 受信部から出力される受信シンボルを各パス毎に格納した後、前記シンボル合成部に出力する複数のバッファと、  
前記各バッファに受信シンボルを格納するときの書き込みアドレスと、前記各バッファから前記シンボル合成部に受信シンボルを出力するときの読み出しアドレスとを制御するバッファ制御部とを備え、前記バッファ制御部が、前記 RAKE 受信部より得られる各パス毎の逆拡散処理のタイミング情報に基づいて、前記各バッファの出力間の位相ずれが生じないように前記読み出しアドレスを指定することを特徴とする CDMA 方式通信機。

【請求項 2】 前記バッファ制御部が、各パスの対応する受信シンボルを前記各バッファに書き込むために、前記書き込みアドレスとして同一の相対アドレスを指定し、前記各バッファから各パスの対応する受信シンボルを読み出すために、前記読み出しアドレスとして、各パスの対応する受信シンボルが既書き込まれている同一の相対アドレスを指定することを特徴とする請求項 1 に記載の CDMA 方式通信機。

【請求項 3】 前記バッファのそれぞれが、先入れ先出しバッファ (FIFO) から成り、前記バッファ制御部が、前記 RAKE 受信部の各パスの出力タイミング (dump clock) 毎に増分し、その最大値が前記 FIFO の最大格納受信シンボル数に等しい複数の第 1 のカウンタと、前記受信シンボルの周期で基準クロックを出力する基準クロック発生部と、前記 FIFO の読み出し相対アドレスを指定し、その最大値が前記 FIFO の最大格納受信シンボル数に等しい第 2 のカウンタとを具備し、前記基準クロック毎に、前記第 1 のカウンタの出力値を書き込みアドレスに指定して前記各 FIFO に前記各パスの受信シンボルを格納し、前記各 FIFO の相対読み出しアドレスを、前記第 2 のカウンタの値によって全て同一に指定することを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の CDMA 方式通信機。

【請求項 4】 前記バッファ制御部が、前記複数の第 1 のカウンタのカウント値の中から最早パスに対応するカウンタ値を選択して出力するスイッチと、前記スイッチから出力されたカウンタ値を前記基準クロックの一周期分遅延する遅延器と、前記スイッチから出力されたカウンタ値と前記遅延器の出力との差分を求める差分器と、その差分器の出力より、前記 FIFO の出力時の出力シンボル数を算出する FIFO 出力シンボル数算出部とを具備し、前記第 2 のカウンタの値を前記 FIFO 出力シンボル数算出部が算出した値によって増分することを特徴と

する請求項 3 に記載の CDMA 方式通信機。

【請求項 5】 マルチパスを通じて受信した信号を逆拡散処理して各パス毎の受信シンボルを出力する RAKE 受信部と、各パスの受信シンボルを合成するシンボル合成部と、合成されたシンボルを復号する直交変調復号部とを備える CDMA 方式通信機において、

前記直交変調復号部が、

複数の直交符号を発生する直交符号発生器と、

発生された前記直交符号と合成された前記シンボルとの相関値を算出する相関値算出部と、

前記相関値を閾値と比較し、前記相関値が閾値を超えるときの前記直交符号に基づいて前記シンボルを復号する復号手段とを具備することを特徴とする CDMA 方式通信機。

【請求項 6】 前記相関値算出部が、前記直交符号と合成された前記シンボルとを乗算する乗算器と、前記乗算器の出力を前記直交符号の周期で積分する積分器とから成り、前記復号手段が、前記積分器の出力を、適応的に設定される閾値と比較して、閾値以上の積分値が得られた直交符号の符号系列に対応するシンボルパターンを復号データとすることを特徴とする請求項 5 に記載の CDMA 方式通信機。

【請求項 7】 前記直交変調復号部が、前記復号データの誤り検出及び訂正を行なう誤り訂正・検出部での誤り検出結果に基づいて、前記閾値を更新することを特徴とする請求項 5 または 6 に記載の CDMA 方式通信機。

【請求項 8】 前記直交変調復号部が、前記閾値の更新タイミングを算出するカウンタを具備し、前記誤り訂正・検出部で誤りが検出されると前記閾値を増分して前記カウンタの値をクリアし、前記誤り訂正・検出部で誤りが検出されないと前記カウンタの値を増分し、そのカウンタの値が設定値と一致すると、前記閾値を減分して前記カウンタの値をクリアすることを特徴とする請求項 7 に記載の CDMA 方式通信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、移動体通信などに用いられるスペクトル拡散 (SS) 通信方式の符号分割多重 (CDMA) 通信機に関し、特に、RAKE 受信における精度の向上と処理量の削減とを図るものである。

【0002】

【従来の技術】移動体通信分野における SS 通信は、符号分割多重が可能で、また耐ノイズ性にも優れているため、CDMA 通信システムや無線 LAN 通信に使用されている。現在 CDMA 通信システムは、北米や韓国で実用化されており、また、我が国でも通信二社によりサービスが開始される予定である (TIA/EIA/IS 95 や TIA/EIA/IS 98 として標準化されている。以下、北米方式と呼ぶ)。また、別の CDMA 方式が日本でも第三世代移動体通信方式 (以下、広帯域方

式)として採用される予定である。

【0003】拡散方式には、直接拡散方式と周波数ホッピング方式とがあるが、現在、CDMA方式として採用されている方式は、いずれも直接拡散方式である。直接拡散方式を用いたスペクトル拡散通信方式では、RAKE方式と呼ばれる受信機を用いることによって、マルチパス成分を最大比合成し、ダイバーシチ効果をあげることができる。RAKE受信機については、例えば、米国特許第5,109,390号に示されている。

【0004】また、CDMA方式のRAKE受信機を用いると、移動機は現在通信している基地局以外に、他の基地局との通信も可能であるため、通信の途切れが生じずにハンドオフを実行することができる(ソフトハンドオフ)。

【0005】北米方式ではソフトハンドオフを実現するために、GPSを用いて基地局間を全て同期させている。広帯域方式では基地局間は非同期である。従って、北米方式の方が容易にソフトハンドオフのための基地局を検出できる。北米方式では、各基地局が共通の符号(ロングコード)を持ち、GPSクロックでその符号発生器を駆動することにより、基地局間の同期を実現させている。

【0006】図6に北米方式の移動体通信機(基地局)の構成を示している。図6は、送信部と受信部とで構成されている。送信部は、送信データを生成する送信データ生成部31と、送信データに対して誤り訂正の符号化を行なう誤り訂正検出符号化部32と、ロングコードの発生器34と、誤り訂正符号化された送信データをそのロングコードでスクランブルするロングコード変調部33と、送信電力制御信号を生成する送信電力制御信号生成部36と、ロングコード変調信号と送信電力制御信号とを合成する合成部35と、合成された信号を同相成分の拡散符号(ショートコード)で直接拡散する同相成分直接拡散部37と、合成された信号を直交成分の拡散符号(ショートコード)で直接拡散する直交成分直接拡散部38と、直接拡散されたベースバンド信号を無線周波数帯に周波数変換し、さらに増幅したのちアンテナより送出する無線部39とを備えている。

【0007】また、受信部2は、アンテナより受信した無線周波数帯の受信信号を増幅したのちベースバンド帯に周波数変換する無線部1と、送信部と同じロングコードを発生するロングコード発生器5と、無線部1の出力を伝送パス毎に分離し、ショートコード及びロングコードで逆拡散して各パス毎の受信シンボルを出力するRAKE受信部と、各パスの受信シンボルを最大比合成するシンボル合成部7と、合成されたシンボルを復号する直交変調復号部と、復号されたデータの誤り検出及び訂正の処理を行なう誤り検出・訂正復号化部12と、復号された受信データを音声及び制御信号に分解する復調データ処理部13とを備えており、また、RAKE受信部は、各

パスの同相成分に対してショートコード及びロングコードの逆拡散処理を行なう同相成分逆拡散部2a~2cと、各パスの直交成分に対してショートコード及びロングコードの逆拡散処理を行なう直交成分逆拡散部3a~3cと、逆拡散処理された各パスの同相成分及び直交成分を合成する合成部4a~4cとを具備し、また、直交変調復号部は、64通りの直交符号のパターンを発生する直交符号発生器10と、シンボル合成信号と最大の相関を持つ直交符号を検出し、その直交符号に対応する6ビットのシンボルパターンを求める事により直交符号を復号する最大値判定部11とを具備している。

【0008】この送信部では、送信データ生成部31で生成された送信データが、誤り訂正検出符号化部32で誤り訂正符号化された後、ロングコード変調部33でロングコードを用いてスクランブルされる。このロングコード変調信号は、合成部35で送信電力制御信号と合成された後、同相成分直接拡散部37で同相成分の拡散符号を用いて直接拡散され、また、直交成分直接拡散部38で直交成分の拡散符号を用いて直接拡散され、これらの直接拡散された信号は、多重化され、無線周波数帯に周波数変換されて、無線部39から送信される。

【0009】一方、受信部では、無線部1が受信信号を増幅したのちベースバンド帯に周波数変換する。無線部1の出力は、RAKE受信部において、伝送パス毎に分離され、各同相成分逆拡散部2a~2cで同相成分の拡散符号を用いて逆拡散され、さらにロングコードを用いて逆拡散されて、それぞれのパスでの逆拡散出力(受信シンボル)の同相成分が出力され、また、同様に、各直交成分逆拡散部3a~3cで直交成分の拡散符号を用いて逆拡散され、さらにロングコードを用いて逆拡散されて、それぞれのパスでの受信シンボルの直交成分が出力される。これらの同相成分及び直交成分は、合成部4a~4cで合成され、各マルチパス毎の受信シンボルが出力される。

【0010】シンボル合成部7は、各マルチパス毎の受信シンボルを、位相を合わせて最大比合成する。

【0011】直交変調復号部の最大値判定部11は、最大比合成された受信シンボルと、直交符号発生器10から発生される64通りの直交符号パターンの全てとの相関を求め、その最大値を検出し、最大の相関を持つ直交符号パターンに対応する6ビットのシンボルパターンを復号データとして求める。

【0012】最大値判定部11から出力された復号データは、誤り検出・訂正復号化部12で誤り訂正された後、復調データ処理部13で音声及び制御信号に分解される。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】この従来の北米方式移動体通信機では、シンボル合成部が北米方式の規格により、数シンボル周期にわたる遅延パスを位相ずれなく合成する必要がある。しかし、受信性能の向上のためにシ

10

20

30

40

50

ンボル合成に使用するマルチバスを頻繁に切り替えるので、各バスの受信タイミングが数シンボル周期にわたり頻繁に変化してしまうため、遅延バスを位相ずれなく合成することが困難である。従ってシンボル合成部の構成が複雑化するという課題を有していた。

【0014】また、直交変調復号部は64通りの直交符号パターン全てにおいて相関を求め、その最大値を検出する必要があるため、処理量が膨大になるという課題を有していた。

【0015】本発明は、こうした従来の問題点を解決するものであり、簡単な構成により数シンボル周期にわたる遅延バスを、位相ずれなく合成することができ、また、直交変調の復号処理量を大幅に削減できるCDMA方式通信機を提供することを目的としている。

【0016】

【課題を解決するための手段】そこで、本発明のCDMA方式通信機では、RAKE受信部から出力される受信シンボルを各バス毎に格納する複数のバッファと、各バッファの書き込みアドレス及び読み出しアドレスを制御するバッファ制御部とを設け、このバッファ制御部が、各バッファからシンボル合成部に出力される受信シンボルの位相ずれが生じないように、RAKE受信部より得られる各バス毎の逆拡散処理のタイミング情報に基づいて、読み出しアドレスを指定するようにしている。

【0017】そのため、シンボル合成部では、各バス毎のRAKE受信出力信号を、位相ずれを生じること無く、合成することができる。

【0018】また、直交変調復号部に、複数の直交符号を発生する直交符号発生器と、発生された直交符号と合成されたシンボルとの相関値を算出する相関値算出部と、この相関値を閾値と比較し、相関値が閾値を超えるときの直交符号に基づいてシンボルを復号する復号手段とを設けている。

【0019】そのため、閾値を超える相関値が得られると、次のシンボルが入力するまで相関値を求める動作を停止することができるため、直交変調復号処理量を大幅に削減することができる。

【0020】

【発明の実施の形態】本発明の請求項1記載の発明は、マルチバスを通じて受信した信号を逆拡散処理して各バス毎の受信シンボルを出力するRAKE受信部と、各バスの受信シンボルを合成するシンボル合成部と、合成されたシンボルを復号する直交変調復号部とを備えるCDMA方式通信機において、RAKE受信部から出力される受信シンボルを各バス毎に格納した後、シンボル合成部に出力する複数のバッファと、各バッファに受信シンボルを格納するときの書き込みアドレスと、各バッファからシンボル合成部に受信シンボルを出力するときの読み出しアドレスとを制御するバッファ制御部とを設け、このバッファ制御部が、RAKE受信部より得られる各

バス毎の逆拡散処理のタイミング情報に基づいて、各バッファの出力間の位相ずれが生じないように読み出しアドレスを指定するようにしたものであり、各バス毎のRAKE受信出力信号を、位相ずれを生じること無く、合成することができる。

【0021】請求項2に記載の発明は、前記バッファ制御部が、各バスの対応する受信シンボルを各バッファに書き込むために、書き込みアドレスとして同一の相対アドレスを指定し、各バッファから各バスの対応する受信シンボルを読み出すために、読み出しアドレスとして、各バスの対応する受信シンボルが既に書き込まれている同一の相対アドレスを指定するようにしたものであり、全てのバスの対応する受信シンボルがバッファに到達した後に、同一の読み出し相対アドレスから読み出すので、各バスのRAKE受信出力信号を、位相ずれを生じること無く、合成することができる。

【0022】請求項3に記載の発明は、前記バッファのそれぞれを、先入れ先出しバッファ(FIFO)で構成し、バッファ制御部に、RAKE受信部の各バスの出力タイミング(dump clock)毎に増分し、その最大値がFIFOの最大格納受信シンボル数に等しい複数の第1のカウントと、受信シンボルの周期で基準クロックを出力する基準クロック発生部と、FIFOの読み出し相対アドレスを指定し、その最大値がFIFOの最大格納受信シンボル数に等しい第2のカウントとを設け、基準クロック毎に、第1のカウントの出力値を書き込みアドレスに指定して各FIFOに各バスの受信シンボルを格納し、各FIFOの相対読み出しアドレスを、第2のカウントの値によって全て同一に指定するようにしたものであり、各バス毎のRAKE受信器出力信号を、位相ずれを生じること無く合成するシンボル合成処理の構成を簡略化できる。

【0023】請求項4に記載の発明は、前記バッファ制御部に、複数の第1のカウントのカウント値の中から最早バス(最も早く到達する受信バス)に対応するカウント値を選択して出力するスイッチと、スイッチから出力されたカウント値を基準クロックの一周期分遅延する遅延器と、スイッチから出力されたカウント値と遅延器の出力との差分を求める差分器と、その差分器の出力より、FIFOの出力時の出力シンボル数を算出するFIFO出力シンボル数算出部とを設け、第2のカウントの値をFIFO出力シンボル数算出部が算出した値によって増分するようにしたものであり、選択するバスの切り替えが行なわれた場合でも、位相ずれを生じること無く、各バスの受信シンボルを合成することができる。

【0024】請求項5に記載の発明は、マルチバスを通じて受信した信号を逆拡散処理して各バス毎の受信シンボルを出力するRAKE受信部と、各バスの受信シンボルを合成するシンボル合成部と、合成されたシンボルを復号する直交変調復号部とを備えるCDMA方式通信機

において、直交変調復号部に、複数の直交符号を発生する直交符号発生器と、発生された直交符号と合成されたシンボルとの相関値を算出する相関値算出部と、この相関値を閾値と比較し、相関値が閾値を超えときの直交符号に基づいてシンボルを復号する復号手段とを設けたものであり、閾値を超える相関値が得られると、次のシンボルが入力するまで相関値を求める動作を停止することができるため、直交変調復号処理量を削減できる。

【0025】請求項6に記載の発明は、前記相関値算出部に、直交符号と合成されたシンボルとを乗算する乗算器と、乗算器の出力を直交符号の周期で積分する積分器とを設け、復号手段が、積分器の出力を、適応的に設定される閾値と比較して、閾値以上の積分値が得られた直交符号の符号系列に対応するシンボルパターンを復号データとするようにしたものであり、閾値を超える積分値が得られると、次のシンボルが入力するまで乗算器及び積分器の動作を停止することができるため、簡単な構成で直交変調復号処理量を削減できる。

【0026】請求項7に記載の発明は、前記直交変調復号部が、復号データの誤り検出及び訂正を行なう誤り訂正・検出部での誤り検出結果に基づいて、閾値を更新するようにしたものであり、直交符号復調処理量を削減するための閾値を、常に最適な値に設定できる。

【0027】請求項8に記載の発明は、前記直交変調復号部に、閾値の更新タイミングを算出するカウンタを設け、誤り訂正・検出部で誤りが検出されると閾値を増分してカウンタの値をクリアし、誤り訂正・検出部で誤りが検出されないとカウンタの値を増分し、そのカウンタの値が設定値と一致すると、閾値を減分してカウンタの値をクリアするようにしたものであり、閾値を常に最適な値に設定できる。

【0028】以下、本発明の実施の形態について、図1から図5を用いて説明する。

【0029】(第1の実施形態) 第1の実施形態のCDMA方式通信機は、その受信部において、数シンボル周期にわたる遅延パスを位相ずれなく合成することができる。

【0030】この受信部は、図1に示すように、アンテナより受信した無線周波数帯の受信信号を増幅したのちベースバンド帯に周波数変換する無線部1と、ロングコードを発生するロングコード発生器5と、無線部1の出力を伝送パス毎に分離し、ショートコード及びロングコードで逆拡散して各パス毎の受信シンボルを出力するRAKE受信部と、各パス毎のRAKE出力(受信シンボル)を格納するバッファ(FIFO)6と、FIFO6の書き込み及び読み出しアドレスを制御する最大比合成タイミング制御部と、FIFO6より読み出された各パスの受信シンボルを合成するシンボル合成部7と、合成された受信シンボルに対して最大の相関を持つ符号系列を選択して復号する直交変調復号部と、復号されたデ

ータの誤り検出及び訂正の処理を行なう誤り検出・訂正復号化部12と、復号された受信データを音声及び制御信号に分解する復調データ処理部13とを備えており、また、RAKE受信部は、各パスの同相成分に対してショートコード及びロングコードの逆拡散処理を行なう同相成分逆拡散部2a~2cと、各パスの直交成分に対してショートコード及びロングコードの逆拡散処理を行なう直交成分逆拡散部3a~3cと、逆拡散処理された各パスの同相成分及び直交成分を合成する合成部4a~4cとを具備し、また、最大比合成タイミング制御部は、受信シンボルの周期で自走して基準クロックを出力する基準クロック発生部8と、RAKE受信部から得た各パスの逆拡散のタイミング情報に基づいてFIFO6の書き込み及び読み出しアドレスを算出するFIFO制御部9とを具備し、また、直交変調復号部は、RAKE受信部での逆拡散タイミングと同期して64通りの直交符号のパターンを発生する直交符号発生器10と、シンボル合成信号と最大の相関を持つ直交符号を検出し、その直交符号に対応する6ビットのシンボルパターンを復号する最大値判定部11とを具備している。

【0031】この受信部の無線部1は、アンテナ、局部発振器、フィルタ、増幅部、及び周波数変換部で構成され、無線周波数帯の受信信号を増幅したのち周波数変換してベースバンド信号を再生する。

【0032】RAKE受信部は、このベースバンド信号を伝送パス毎に分離し、各同相成分逆拡散部2a~2c及び直交成分逆拡散部3a~3cで、同相成分または直交成分の拡散符号による逆拡散処理とロングコードによる逆拡散処理とを行ない、合成部4a~4cで各パスの同相成分及び直交成分を合成して、各マルチパス毎の受信シンボルを出力する。

【0033】FIFO6は、各パスの受信シンボルを格納する複数のFIFOを持ち、各FIFOは各パス毎の書き込みと読み出しの相対アドレスをもつ。

【0034】この書き込み及び読み出しの相対アドレスは、最大比合成タイミング制御部のFIFO制御部9によって制御され、例えば、各FIFO格納数が8シンボルの場合、パス1の受信シンボルを書き込み相対アドレス(0~7)の4に格納した場合、パス2の対応する受信シンボルは、同一のアドレス、即ち、相対アドレスが(8~15)のとき、12に格納される。FIFO制御部9は、FIFO6への書き込みと書き込み相対アドレスの更新とを、RAKE受信部からもたらされる各パスのタイミング情報に基づいて、各パス毎に各パスの逆拡散タイミングで行なう。

【0035】一方、FIFO6からの読み出しは、各FIFOの同一アドレスから行なう。従って、パス1について、相対アドレス(0~7)の4に格納された受信シンボルを読み出すときは、パス2について、相対アドレス(8~15)の12に格納された受信シンボルを読み

10

20

30

40

50

出す。しかし、各バスの受信シンボルがFIFOに書き込まれるタイミングは各バスによって違っているから、相対アドレス(0~7)の4に受信シンボルが格納されていても、対応する受信シンボルが相対アドレス(8~15)の12に格納されているとは限らない。

【0036】そこで、各バスの対応する受信シンボルが各FIFOに既に格納されているアドレスを求めるため、次のような処理を行なう。

【0037】基準クロック発生部8が発生する基準クロックの周期で、逆拡散タイミングが最も早いバス(最早バス)と他のバスとの最大逆拡散タイミング差を算出し、最早バスのFIFO書き込み相対アドレスからその値を差し引くことによって各バスの同一のFIFO読み出しアドレスを算出する(ただし、読み出し相対アドレスは格納数8シンボルの場合、各バス毎に8のオフセットを持つ)。

【0038】こうすることにより、数シンボルにわたるバスの遅延差が有る場合でも、全てのバスの到達後に各バス共通の読み出し相対アドレスから受信シンボルを読み出すことができ、シンボル合成部7では、位相ずれを生ずること無く、各バス間の受信シンボルを合成することが出来る。

【0039】シンボル合成部7で最大比合成された受信シンボルは、従来の装置と同じように、直交変調復号部で復号され、誤り検出・訂正復号化部12で誤り訂正された後、復調データ処理部13で音声及び制御信号に分解される。

【0040】(第2の実施形態)第2の実施形態では、バスの切り替えが発生した場合でも、各バスのデータを位相ずれを伴うことなく合成することができる最大比合成タイミング制御部での書き込み及び読み出しアドレスの制御方法について説明する。

【0041】図2は、FIFO制御部と基準クロック発生部とよりなる最大比合成タイミング制御部のブロック図である。FIFO制御部は、RAKE受信部からの出力タイミング(dump clock)を各バス毎に計数するカウンタ14a~14cと、カウンタ出力を基準クロック発生部8が発生する基準クロックでラッチするラッチ15と、RAKE受信部より得られる最も早いバス(最早バス)情報に基づいて、ラッチ15出力の中の最早バスのカウンタ値を選択して出力する切り替えスイッチ17と、最早バスのカウンタ値を1基準クロック区間遅延するフリップフロップで構成された遅延器19と、最早バスの現カウンタ値と1基準クロック分遅延されたカウンタ値との差分を取る引き算器で構成された差分器20と、差分器20の出力を積算し、積算値が閾値を超えると超えた分だけを出力する積分器で構成されたFIFOシンボル数算出部21と、FIFOシンボル数算出部21からの出力数をカウントしてFIFOの読み出しアドレスを算出するカウンタで構成されたFIFO読みだしアドレス算出部18とを備

えている。

【0042】この最大比合成タイミング制御部のFIFO制御部のカウンタ14a~14cは、FIFO16a~16cの最大格納シンボル数(Nf)に等しいmodulo値を持つ。本例ではNfを8とする。例えば、各バス間の最大遅延差を3シンボルとすると、最早バスと最遅バスとのカウンタ値の差は3(最早>最遅)である。各カウンタ14a~14cは、RAKE受信部からの各バス毎のdump clockを計数し、そのカウンタ値をラッチ15に出力する。ラッチ15は、このカウンタ値を、基準クロック発生部8が発生する基準クロックでラッチして、各FIFO16a~16cと、切り替えスイッチ17とに出力する。

【0043】各FIFO16a~16cでは、RAKE受信部から出力された各バスの受信シンボルを、このカウンタ値に対応する相対アドレスに書き込む。従って、各バス間の最大遅延差が3シンボルの場合、最早バスの受信シンボルが書き込まれるFIFOに、相対アドレス1、2、3、4までのデータが書き込まれたとき、この相対アドレス1に対応する最遅バスの受信シンボルが、該当するFIFOの相対アドレス1に始めて書き込まれることになる。

【0044】ところで、基準クロックとdump clockとは非同期であるから、書き込み時のアドレス値は、定常的には基準クロックに伴って増分されるが、skipされる場合もある。例えば、バスの切り替え時にdump clockの周期が変動するような場合である。このとき、受信シンボルもskipされて格納されるが、dump clockの周期が変動した時の受信シンボルデータは、逆拡散の周期が変動するので信頼性に乏しいため、skipされても問題はない。

【0045】一方、FIFOの読み出しアドレスを算出するための処理は、切り替えスイッチ17、遅延器19、差分器20、FIFO出力シンボル数算出部21及びFIFO読み出しアドレス算出部18を通じて行なわれる。

【0046】切り替えスイッチ17は、RAKE受信部から出力された最早バス情報に基づいて、ラッチ15出力の中の最早バスのカウンタ値を選択して遅延器19に出力し、遅延器19は、このカウンタ値を1基準クロック区間遅延させて差分器20に出力し、差分器20は、最早バスの現カウンタ値と1基準クロック分遅延されたカウンタ値との差分を算出する。この差分器20の出力は定常的には1であるが、バスの切り替えが発生した場合には、それ以外の値をとりうる。例えば、基準クロックの周期の間にdump clockが2クロック分dumpされた場合には、差分器20の出力が2になる。

【0047】FIFOシンボル数算出部21は、差分器20の出力を積分する。この積分値は、RAKE受信部から出力された最早バスの受信シンボル数を数えていることになる。FIFOシンボル数算出部21は、最早バスのカウンタ値と最遅バスのカウンタ値との差(最大許容遅延

時間に相当するシンボル数)、あるいはそれより大きい値を閾値として、積分値が閾値を超えた場合に、その超えた分だけを出力数として出力し、出力後、積分値からその出力数を減算する。

【0048】FIFO読み出しアドレス算出部18は、FIFO出力シンボル数算出部21の出力数に応じてカウンタ数を増分し(この例ではmodulo 8)、カウンタ値を相対読み出しアドレスとして各FIFO16a~16cに出力する。そして、各FIFO16a~16cでは、その相対読み出しアドレスに格納されている受信シンボルをシンボル合成部に出力する。従って、各バス全てにおいて、FIFOの読み出し相対アドレスは、FIFO読み出しアドレス算出部18のカウンタ値に対応する同一の値となる。

【0049】この構成により、初期状態では、最早バスの受信シンボルは、FIFOシンボル数算出部21の閾値に達するまで、即ち、最遅バスの受信シンボルが到着するまで、FIFOに格納されて出力されない。そして、全てのバスの対応する受信シンボルがFIFOに格納された後は、同一の相対読み出しアドレスから読み出されることになる。

【0050】また、定常状態では、最早バスと最遅バスの受信シンボルは、いずれもdump clock毎にFIFOに格納されるので、同様に、同一の相対読み出しアドレスからの読み出しが可能となる。

【0051】また、バスの切り替えが発生し、基準クロックの周期の間にdump clockが2クロック分dumpされた場合には、差分器20の出力が2になり、FIFOシンボル数算出部21の出力数が2になり、FIFO読み出しアドレス算出部18のカウンタ値が2進み、FIFOの相対読み出しアドレスが2進むことになる。

【0052】この場合、FIFOの格納数と読み出し数とが一致しないと、FIFOの格納数は有限だから、FIFOがオーバーフローすることになるが、このアドレスの制御方法では、こうした事態が発生しない。

【0053】このとき、FIFOシンボル数算出部21から出力される値は、各FIFOのそれぞれから出力される受信シンボルの数を示している。つまり、FIFOシンボル数算出部21は、各FIFOからシンボル合成部に出力されるシンボル数を算出していることになる。

【0054】このように、この実施形態の通信機では、数シンボルにわたるバスの遅延差が有り、更にバスの切り替えが発生した場合でも、位相ずれなく各バス間の受信シンボルを合成することができる。

【0055】(第3の実施形態)第3の実施形態のCDMA方式通信機は、復号処理を効率的に行なうことができる。

【0056】この通信機は、図3に示すように、受信したシンボル合成値と直交符号との相関値を算出する直交変調復号部と、この相関値の最大値を検出するための閾

値を算出する閾値算出部23と、相関値と閾値とを比較して相関値の最大値を検出し、そのときの直交符号系列に対応する復号データを出力して直交変調シンボルを復号する最大値検出部24とを備えており、直交変調復号部は、RAKE受信部の逆拡散タイミングと同期して64通りの直交符号を発生する直交符号発生器10と、発生された直交符号と受信したシンボル合成値との相関値を算出する乗算器と積分器とで構成された相関値算出部22とを具備している。その他の構成は従来の通信機と変わりがない。

【0057】この通信機の直交変調復号部の相関値算出部22は、直交符号発生器10から順次発生される直交符号系列(北米方式の場合64通り)のパターンと、シンボル合成部7から入力するシンボル合成信号との相関をとる。この相関値は、直交符号系列をシンボル合成信号と乗算したのち、符号系列1周期分にわたり積分することによって求められる。

【0058】相関値算出部22は、求めた相関値を、順次、最大値検出部24に出力し、最大値検出部24は、その相関値を、閾値算出部23が算出した閾値と比較する。最大値検出部24は、閾値を超える符号系列を検出すると、その符号系列に対応する復号データパターンに変換して直交変調シンボルを復調する。北米方式の場合、周期64の直交符号の1つのパターンから6ビットの復号データを一義的に決定できるので、符号系列が検出できれば変換表を用いて簡単に復調できる。

【0059】最大値検出部24で復号データが得られると、相関値算出部22は、残りのパターンの相関値算出を停止する。

【0060】また、最大値検出部24は、全ての符号系列パターンにおいて閾値以上の相関値が検出できない場合(検出見逃し)には、相関値の最大値をもたらす符号系列により復号を行なう。

【0061】閾値算出部23は、受信開始直後には閾値を設定しない。そのため、相関値算出部22は、全ての符号系列パターンとシンボル合成信号との相関を求め、最大値検出部24は、その中で最大値をもたらす符号系列により復号を行なうとともに、その最大値を閾値算出部23に出力する。閾値算出部23は、得られた最大値の平均値を閾値の初期値として設定する。

【0062】ところで、直交符号は相関値が0となるので、閾値算出部23は、閾値を徐々に下げることにより検出見逃しを防ぐ事ができる。但し、誤り検出部12で誤りを検出した場合には、閾値を上げるか、または受信開始状態に戻る。

【0063】このように、この構成によれば、全てのパターンの符号系列について相関値を算出することが不要となるので、直交変調シンボルの復調処理量を大幅に削減することができる。

【0064】(第4の実施形態)第4の実施形態では、

10

20

30

40

50

最大相関値の検出に用いる閾値を、最適値に設定するための構成について説明する。

【0065】この通信機の直交変調復号部は、図4に示すように、直交符号を発生する直交符号発生器22と、発生された直交符号と受信したシンボル合成値とを乗算する乗算器28と、乗算器20の出力を直交符号の1周期分について加算する積分器29と、閾値の更新タイミングを検出するカウンタ26と、適応的に閾値を設定する閾値制御部27と、相関値と閾値とを比較して相関値の最大値を検出し、そのときの直交符号系列に対応する復号データを出力して直交変調シンボルを復号する最大値検出部25と、復号データの誤り訂正を行なう誤り検出・訂正部30とを備えている。

【0066】この通信機の動作を図5のフローチャートを用いて説明する。

【0067】ステップ1：シンボル合成値が入力すると、乗算器28及び積分器29は、直交符号発生器22から発生される全ての直交符号系列のパターンとシンボル合成値との相関を求める。これをシンボル合成値がn回入力するまで（つまり、n周期にわたって）行なう（nは計算機シミュレーションで適当な値に設定すればよい）。

【0068】ステップ2：最大値検出部25は、各周期における相関値（積分値）の最大値を検出して閾値制御部27に送り、閾値制御部27は、この最大値のn周期間における平均値を閾値として設定する。

【0069】ステップ3：次にシンボル合成値が入力すると、乗算器28及び積分器29は、直交符号発生器22から順次発生される直交符号系列のパターンとシンボル合成値との相関を求め、積分値を最大値検出部25に出力する。

【0070】ステップ4：最大値検出部25は、その積分値を、閾値制御部27が設定した閾値と比較し、閾値を超える積分値（相関値）を検出すると、ステップ6：最大値検出部25は、その相関値に対応する直交符号系列が表している復号データを出力する。また、乗算器28及び積分器29は、残りの符号系列パターンに対する相関値算出を停止する。

【0071】ステップ5：ステップ4において、閾値を超える積分値（相関値）が検出できないとき（検出見逃し）は、乗算器28及び積分器29は、全ての符号系列パターンとの積分値（相関値）を求め、ステップ7：最大値検出部25は、最大の積分値（相関値）に対応する直交符号系列が表している復号データを出力する。

【0072】ステップ8：誤り検出・訂正部30は、出力された復号データに対する誤りを検出する。誤りが検出されると、ステップ13：閾値制御部27は、カウンタ26をクリアして、閾値をdtだけ増分する。これはノイズ等による誤検出を防ぐためである。

【0073】ステップ9：ステップ8において、誤りが検出されない場合には、閾値制御部27は、カウンタ26を増分する。

【0074】ステップ10：カウンタ26が所定値に達した場合は、

ステップ11：閾値が設定された最小値以下でなければ、ステップ12：閾値をdtだけ減分する。これは閾値検出の感度を高めて検出見逃し回数を削減して処理量を削減するためである。また、カウンタ26をクリアする。

10 【0075】こうして、カウンタ26を閾値の制御頻度を決定するために使用する。また、各種設定値はあらかじめ計算機シミュレーションにより算出できる。

【0076】このように、この実施形態の通信機では、最大相関値を検出するための閾値を常に最適に設定することができる。

【0077】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明のCDMA方式通信機は、各パス間に数シンボルに及ぶ遅延差がある場合でも、各パス毎のRAKE受信出力信号を、位相ずれを生じること無く、合成することができる。

【0078】また、受信途中で、選択するパスの切り替えが行なわれた場合でも、位相ずれを生じること無く、各パスの受信シンボルを合成することができる。

【0079】また、簡単な構成で直交変調復号処理量を削減することができ、また、その時に使用する閾値を常に最適な値に設定することにより、高精度の復号処理を行なうことができる。

【図面の簡単な説明】

30 【図1】本発明の第1の実施形態におけるCDMA方式通信機の受信部の構成を示すブロック図、

【図2】本発明の第2の実施形態における受信部の最大比合成タイミング制御部のブロック図、

【図3】本発明の第3の実施形態におけるCDMA方式通信機の受信部の構成を示すブロック図、

【図4】本発明の第4の実施形態における受信部の直交変調復号部のブロック図、

【図5】第4の実施形態の直交変調復号処理の動作を示すフロー図、

40 【図6】従来の北米CDMA方式基地局のブロック図である。

【符号の説明】

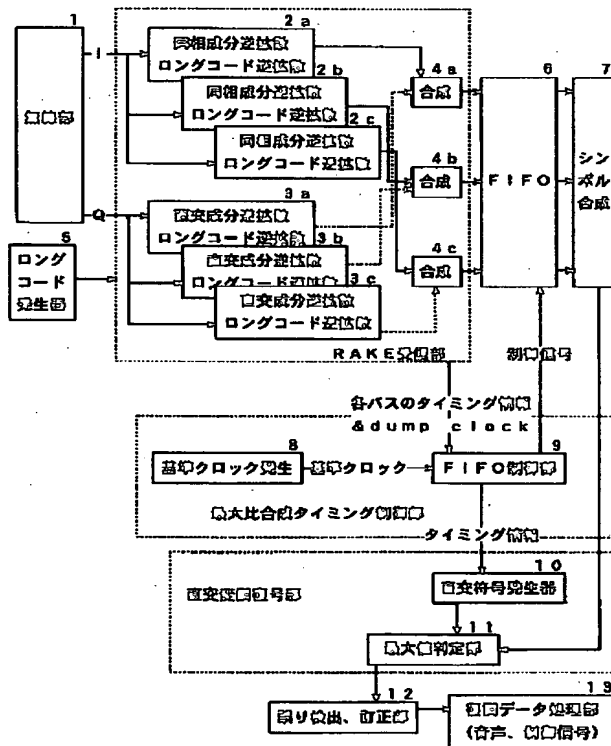
- 1 無線部
- 2 a ~ 2 c 同相成分逆拡散及びロングコード逆拡散部
- 3 a ~ 3 c 直交成分逆拡散及びロングコード逆拡散部
- 4 a ~ 4 c 合成部
- 5 ロングコード発生器
- 6 FIFOバッファ
- 7 シンボル合成部
- 50 8 基準クロック発生部



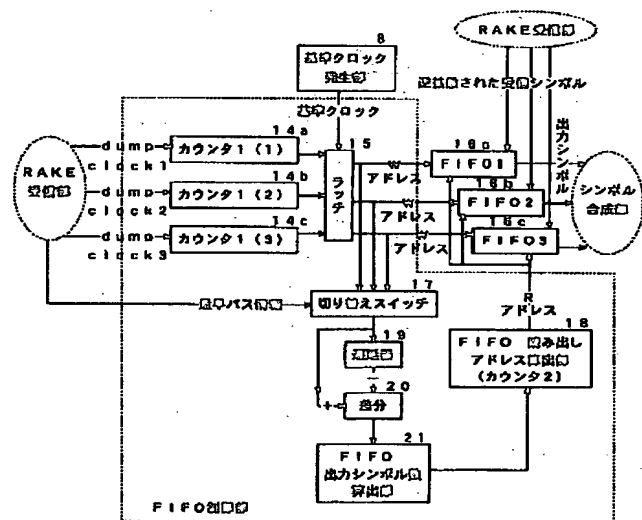
- 9 FIFO制御部  
10 直交符号発生部  
11 最大値判定部  
12 誤り検出、訂正部  
13 復号データ処理部  
14a~14c 第1のカウンタ  
15 ラッチ  
16a~16c FIFO  
17 切り替えスイッチ  
18 FIFO読み出しアドレス算出部(第2のカウンタ)  
19 遅延器  
20 差分器  
21 FIFO出力シンボル数算出部  
22 相関値算出部  
23 閾値算出部

- 24、25 最大値検出部  
26 カウンタ  
27 閾値制御部  
28 乗算器  
29 積分器  
30 誤り検出訂正部  
31 送信データ生成部  
32 誤り訂正検出符号化部  
33 ロングコード変調部  
34 ロングコード発生部  
35 送信信号合成部  
36 電力制御ビット生成部  
37 同相成分直接拡散部  
38 直交成分直接拡散部  
39 無線部

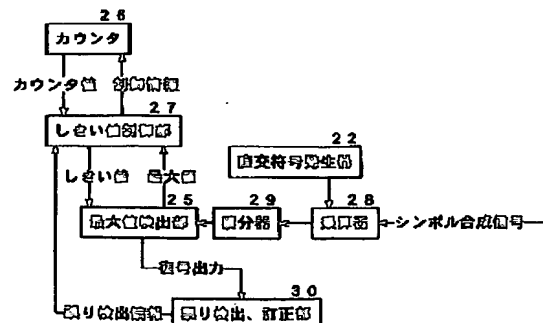
【図1】



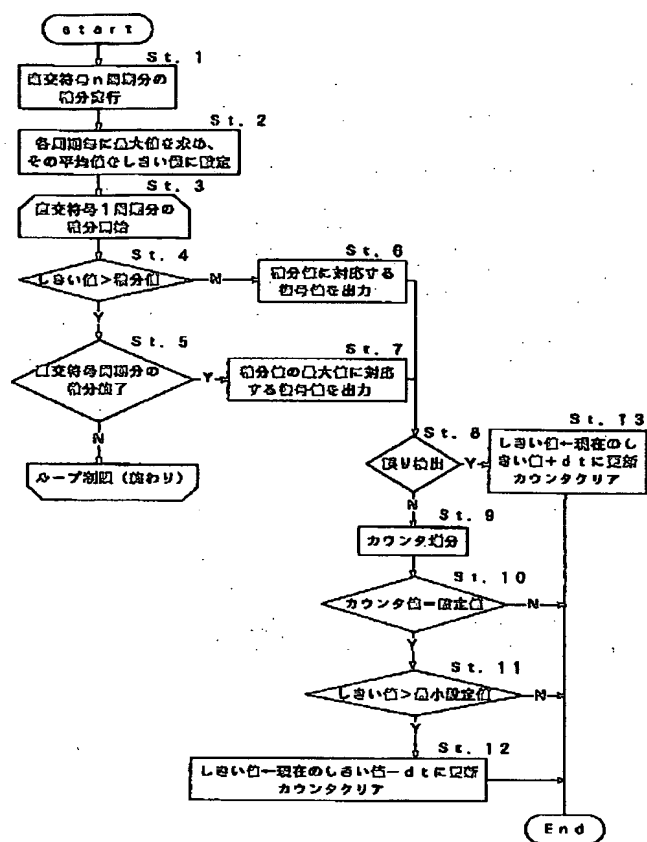
【図2】



【図4】



【図 5】



【図 6】

